

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 05-333905
 (43)Date of publication of application : 17. 12. 1993

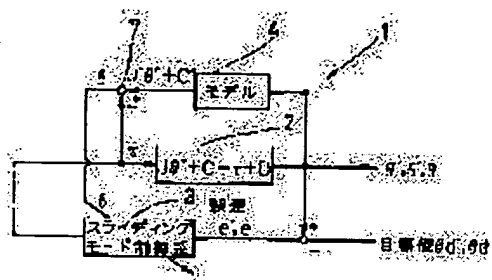
(51)Int. Cl. G05B 13/04
 G05B 13/02
 G05D 3/12

(21)Application number : 04-138579 (71)Applicant : KOBE STEEL LTD
 (22)Date of filing : 29. 05. 1992 (72)Inventor : NISHIDA YOSHIHARU

(54) CONTROL METHOD USING SLIDING MODE CONTROL SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide a control method using a sliding mode control system which can suppress the chattering of the control state set by the sliding mode control system.
 CONSTITUTION: In a servo control system 11b, a sliding mode control system 3 is applied for calculation of a torque τ applied to a motor system 2 so that the errors e and e' between the target values θ_d and θ_d' of a rotational angle θ and a rotational angle velocity θ' of a motor of the system 2 is approximated to zero. Then, the disturbance value δ is calculated by a subtractor 7 from the estimated output $(J\Lambda\theta'' + C\Lambda)$ obtained from a model 4 and the torque τ . The control conditions can be decided for the system 3 based on the disturbance value δ and therefore the control gain of the system 3 can be minimized within the range of the control conditions. Thus, it is possible to suppress the chattering of the system 3 caused by the control gain.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 20. 06. 1997
 [Date of sending the examiner's decision of rejection]
 [Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
 [Date of final disposal for application]
 [Patent number] 2999330
 [Date of registration] 05. 11. 1999
 [Number of appeal against examiner's decision of rejection]
 [Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]
 [Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998, 2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11) 特許番号

特許第2999330号

(P2999330)

(45) 発行日 平成12年1月17日(2000.1.17)

(24) 登録日 平成11年11月5日(1999.11.5)

(51) Int.Cl.

識別記号

F I

G 0 5 B 13/00

G 0 5 B 13/00

A

13/02

13/02

C

13/04

13/04

請求項の数4(全 16 頁)

(21) 出願番号 特願平4-138579

(22) 出願日 平成4年5月29日(1992.5.29)

(65) 公開番号 特開平5-333905

(43) 公開日 平成5年12月17日(1993.12.17)

審査請求日 平成9年6月20日(1997.6.20)

(73) 特許権者 000001199

株式会社神戸製鋼所

兵庫県神戸市中央区脇浜町1丁目3番18号

(72) 発明者 西田 ▲吉▼晴

神戸市西区高塚台1丁目5番5号 株式会社神戸製鋼所 神戸総合技術研究所内

(74) 代理人 100084135

弁理士 本庄 武男

審査官 仁科 雅弘

(56) 参考文献 特開 昭60-189019 (J P, A)

特開 平2-297602 (J P, A)

特開 平2-297603 (J P, A)

特開 平3-118618 (J P, A)

特開 平3-180903 (J P, A)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スライディングモード制御系を用いた制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】 制御量の誤差を0に近づけるための制御すべり面に制御対象の制御状態が収束するように、上記制御対象への制御指令値を切換えて出力するスライディングモード制御系を用いた制御方法において、上記制御対象の制御状態を表現するモデルの推定出力 J

$$\hat{\delta}_a = J^* \theta'' + C^* - \tau$$

ここで、 J^* は慣性の推定値、 θ'' はモータの回転角度の2階時間微分、 C^* は非線形項の推定値である。

【請求項2】 制御量の誤差を0に近づけるための制御すべり面に制御対象の制御状態が収束するように、上記制御対象への制御指令値を切換えて出力するスライディングモード制御系を用いた制御方法において、上記制御対象の制御状態を表現するモデルからの推定出

$$\hat{\delta}_a = J^* \theta'' + C^* - \tau$$

$\theta'' + C^*$ と上記制御指令値 τ とから、次式(27)に従って外乱値 $\hat{\delta}_a$ を演算し、上記演算された外乱値 $\hat{\delta}_a$ に基づいて上記スライディングモード制御系の制御ゲインを決定することを特徴とするスライディングモード制御系を用いた制御方法。

$$\dots (27)$$

力 $J^* \theta'' + C^*$ と上記制御指令値 τ とから、次式(27)に従って外乱値 $\hat{\delta}_a$ を演算し、上記演算された外乱値 $\hat{\delta}_a$ を外乱推定オブザーバに入力して外乱推定値 $\hat{\delta}_a$ を求め、上記求められた外乱推定値 $\hat{\delta}_a$ と上記外乱値 $\hat{\delta}_a$ との差に基づいて上記スライディングモード制御系の制御ゲインを決定することを特徴とするスライディングモード制御系を用いた制御方法。

$$\dots (27)$$

ここで、 J^{\wedge} は慣性の推定値、 θ'' はモータの回転角度の2階時間微分、 C^{\wedge} は非線形項の推定値である。

【請求項3】 制御量の誤差を0に近づけるための制御すべり面に制御対象の制御状態が収束するように、上記制御対象への制御指令値を切換えて出力するスライディングモード制御系を用いた制御方法において、上記制御対象の制御状態を表現するモデルの推定出力 $J^{\wedge}\theta'' + C^{\wedge}$ と上記制御指令値 τ とから、次式(27)

$$\delta_a = J^{\wedge}\theta'' + C^{\wedge} - \tau$$

ここで、 J^{\wedge} は慣性の推定値、 θ'' はモータの回転角度の2階時間微分、 C^{\wedge} は非線形項の推定値である。

【請求項4】 制御量の誤差を0に近づけるための制御すべり面に制御対象の制御状態が収束するように、上記制御対象への制御指令値を切換えて出力するスライディングモード制御系を用いた制御方法において、上記制御対象の制御状態を表現するモデルからの推定出力 $J^{\wedge}\theta'' + C^{\wedge}$ と上記制御指令値 τ とから、次式(27)に従って外乱値 δ_a を演算し、上記演算された外乱

$$\delta_a = J^{\wedge}\theta'' + C^{\wedge} - \tau$$

ここで、 J^{\wedge} は慣性の推定値、 θ'' はモータの回転角度の2階時間微分、 C^{\wedge} は非線形項の推定値である。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、例えばロボットの各軸を駆動するモータのようにパラメータ変動が大きく非線形要素を含む制御対象への出力に切換え動作を導入することによりロバストな制御を行うスライディングモード制御系に係り、特に制御のチャタリングを抑制することのできるスライディングモード制御系を用いた制御方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】例えば、ロボット等を駆動する場合、モータに加わる負荷イナーシャや非線形項は大きく変動するため、PID制御によっては高精度な制御を行うことができない。そこで、上記したようなスライディングモード制御系が適用されている。上記したような一般的なスライディングモード制御系23を用いたサーボ制御系20、21、21_aを図7、図8、図9に示す。一般的なスライディングモード制御系は、通常二次システムを制御対象としており、ここでは次式で表現されるモータシステム2が制御対象として設定される。

$$J\theta'' + C = \tau + D \quad \dots (1)$$

ここで、 J ：慣性（ロボット等の場合は姿勢によって変化する）

θ ：モータの回転角度

τ ：トルク

C ：摩擦・粘性・遠心・コリオリ・重力項等の非線形項
 D ：外乱項

なお、以下の説明において、各符号の右肩に付した \wedge はその記号に関する一次時間微分、 $''$ は2次時間微分、 \wedge

に従って外乱値 δ_a を演算し、上記演算された外乱値 δ_a に基づいて上記スライディングモード制御系の制御ゲインを決定するとともに、上記スライディングモード制御系による制御指令値 τ の上記制御対象への出力周期を上記外乱値 δ_a の演算周期よりも短かく設定したことを特徴とするスライディングモード制御系を用いた制御方法。

…(27)

値 δ_a を外乱推定オブザーバに入力して外乱推定値 δ^{\wedge} を求め、上記求められた外乱推定値 δ^{\wedge} と上記外乱値 δ_a との差に基づいて上記スライディングモード制御系の制御ゲインを決定するとともに、上記スライディングモード制御系による制御指令値 τ の上記制御対象への出力周期を上記外乱推定値 δ^{\wedge} と上記外乱値 δ_a との差の演算周期よりも短かく設定したことを特徴とするスライディングモード制御系を用いた制御方法。

…(27)

は推定値をそれぞれ表す。上記各サーボ制御系20～21_aでは、制御量としての回転角度 θ 、回転角速度 θ' のそれぞれの目標値 θ_d 、 θ_d' に対する誤差 e 、 e' を0に近づけるように、上記スライディングモード制御系23がモータシステム2への制御指令値であるトルク τ を演算するための演算値切換えて出力するようになっている。なお、サーボ制御系20は、非線形補償系6により演算された推定出力によって上記スライディングモード制御系23からの制御指令値を補償して制御精度の向上化を更に図るようになっている。また、サーボ制御系21には上記モータシステム2を、例えば伝達関数等により表現したモデル4を用いて制御状態を推定し、このモデル4からの推定出力 $J^{\wedge}\theta'' + C^{\wedge}$ とモータシステム2へのトルク τ との差が減算器7により演算されて外乱値 δ として演算される。この外乱値 δ は外乱推定オブザーバとしてのフィルタ5によって補償されて外乱推定値 δ^{\wedge} が演算され、この外乱推定値 δ^{\wedge} によって上記スライディングモード制御系23からモータシステム2への制御指令値が補償される。

【0003】上記サーボ制御系21_aは、上記した各サーボ制御系20、21における非線形補償系6、モデル4、減算器7、フィルタ5を組合わせることにより、上記モータシステム2に対する制御のより一層の高精度化が図られている。上記スライディングモード制御系23では、非線形項 C や外乱項 D が急激に変化しても、これらの変動を抑制し、上記誤差 e 、 e' を0にしておくことのできる制御系である。ここで、上記モータシステム2に対する誤差システムは、

$$J e'' = \tau - J \theta_d'' - C + D \quad \dots (2)$$

と表現することができる。いま、トルク τ をスライディングモード制御系23からの制御入力 v とその他の制御

系（例えば非線形補償系6やフィルタ5）からの制御入力 ξ とに分けて考えると、

$$\tau = \nu + \xi \quad \dots (3)$$

となる。これにより、(2)式の誤差システムは、

$$J e'' = \nu + E \quad \dots (4)$$

$$E = \xi - J \theta_d'' - C + D \quad \dots (5)$$

と記述される。ここで、上記制御入力 ξ を $(-J \theta_d'' - C + D)$ に対する補償入力と考えれば、(5)式の E は上記制御入力 ξ によっては補償しきれなかった補償誤差と考えることができる。また、次式のように、上記補償誤差 E は誤差 e 、 e' に関する項 $E_D e$ 、 $E_V e'$ とそれらと無関係の項 E_C とに分離することができる。

$$\nu = -(K_C + K_D |e| + K_V |e'|) \cdot \text{sgn}(S) \quad \dots (9)$$

但し、 $\text{sgn}(x)$ は $x \geq 0$ ならば1の値をかえし、 $x \leq 0$ ならば-1の値をかえす符号関数である。

【0004】また、 K_C 、 K_D 、 K_V は、補償誤差係数

$$V = S^2 / 2$$

設定される。さらに、上記関数 V の時間微分 V' は、

$$\begin{aligned} V' &= S S' \\ &= S (e'' + \lambda e') \\ &= S (J e'' + \lambda J e') / J \\ &= S (- (K_C + K_D |e| + K_V |e'|) \cdot \text{sgn}(S) \\ &\quad + E_C + E_D e + E_V e' + \lambda J e') / J \\ &\leq |S| (- (K_C + K_D |e| + K_V |e'|) + |E_C| \\ &\quad + |E_D| |e| + |E_V + \lambda J| |e'|) / J \\ &= |S| ((|E_C| - K_C) + (|E_D| - K_D) |e| \\ &\quad + (|E_V + \lambda J| - K_V) |e'|) / J \quad \dots (11) \end{aligned}$$

となる。そこで、各制御ゲイン K_C 、 K_D 、 K_V を、

$$K_C \geq |E_C| \quad \dots (12_a)$$

$$K_D \geq |E_D| \quad \dots (12_b)$$

$$K_V \geq |E_V + \lambda J| \quad \dots (12_c)$$

とし、これらの条件式が成立すれば、(11)式の関数 V の時間微分 V' は、

$$\begin{aligned} V' &\leq |S| ((|E_C| - K_C) + (|E_D| - K_D) |e| \\ &\quad + (|E_V + \lambda J| - K_V) |e'|) / J \\ &\leq 0 \quad \dots (13) \end{aligned}$$

となる。従って、上記関数 V は適性なスライディングモード制御を実行するための周知のリアプノフ関数であることが分かる。上記リアプノフ関数 V は常に正で最小値が0であり、もし $V' \leq 0$ であればリアプノフ関数 V は

$$S \rightarrow 0 \quad (t \rightarrow \infty)$$

が補償され、切換変数 S が0になれば、

$$e' = -\lambda e$$

が成立する。これによって、上記誤差 e も漸近安定となり、この誤差 e も0に収束する。この場合、上記した条件式 $((12_a) \sim (12_c))$ 式が成立する制御ゲインを選定することができるか否かが重要となる。そこで、上記誤差 e の範囲を限定すれば、上記補償入力 ξ 、回転角度 θ 、非線形項 C の上下限を見積もることは可能であるため、上記補償誤差 E の上下限も決定することができ、更には各補償誤差係数 E_C 、 E_D 、 E_V の上下限

$$E = E_C + E_D e + E_V e' \quad \dots (6)$$

この(6)式を(4)式に代入すれば、

$$J e'' = \nu + E_C + E_D e + E_V e' \quad \dots (7)$$

と表現することができる。この(7)式の誤差システムが漸近安定化するように、上記スライディングモード制御系23の制御入力 ν が決定される。ここで、上記モータシステム2への制御出力を切換えるための切換変数 S が次式のように、

$$S = e' + \lambda e \quad \dots (8)$$

ここで、 λ ：誤差 e の収束特性を決定する正数定義される。そして、スライディングモード制御系23からの制御入力 ν が次式のように求められる。

E_C 、 E_D 、 E_V に対して設定される制御ゲインである。そこで、リアプノフ関数の候補としてある関数 V が次式のように、

$$\dots (10)$$

最小値(=0)に収束する。また、これにより切換変数 S (制御すべり面)は常に収束し、制御の応答性が $S=0$ の一定の応答関数によって決定される。即ち、リアプノフの定理より、上記切換変数 S は漸近安定であり、

$$\dots (14)$$

$$\dots (15)$$

も見積もることができる。従って、上記各補償誤差係数の上下限の見積り値よりも、十分に大きな値の制御ゲイン K_C 、 K_D 、 K_V を設定すればよい。

【0005】ところで、図8のサーボ制御系21に用いられた外乱推定オブザーバは、上記したように演算された外乱値 δ から外乱推定値 $\hat{\delta}$ を更に推定し、この外乱推定値 $\hat{\delta}$ をフィードバックして上記外乱値 δ の影響を取り除く制御手法である。ここでは、(1)式で表され

るモータシステム2を、

$$J \ddot{\theta} + C \dot{\theta} = \tau + \delta \quad \cdots (16)$$

$$\delta = D - \Delta J \ddot{\theta} - \Delta C \dot{\theta} \quad \cdots (17)$$

ここで、 J 、 C ：慣性 J 、非線形項 C の公称値又はモデル（既知パラメータ）

$\Delta J (= J - J^*)$ ：慣性 J のモデル化誤差

$\Delta C (= C - C^*)$ ：非線形項 C のモデル化誤差

δ ：外乱項 D と上記モデル化誤差 ΔJ 、 ΔC の影響を表

$$\delta = \omega (J^* \dot{\theta}' + \int (C^* - \tau - \delta) dt) \quad \cdots (18)$$

ここで、 ω ：外乱推定オブザーバの収束ゲインとなる。

上記外乱推定値 δ と外乱値 δ との関係は(19)式の

$$\begin{aligned} \delta &= \omega / (s + \omega) \times (J^* \ddot{\theta} + C^* \dot{\theta} - \tau) \\ &= \omega / (s + \omega) \times \delta \end{aligned} \quad \cdots (19)$$

ここで、 s ：ラプラス演算子

【0006】そして、外乱推定値 δ は、 $\omega / (s + \omega)$ が1の値に漸近するという収束特性により外乱値 δ

$$\tau = u - \delta \quad \cdots (20)$$

ここで、 u ：制御量 θ 、 θ' を目標値 θ_d 、 θ_d' にそれぞれ追従させるための入力となる。そこで、(16)

$$J \ddot{\theta} + C \dot{\theta} = u + (\delta - \delta^*) \quad \cdots (21)$$

となる。このとき、

$$\begin{aligned} d(D - \Delta J \ddot{\theta} - \Delta C \dot{\theta}) / dt &= \delta' \\ &= 0 \end{aligned} \quad \cdots (22)$$

ならば、上記外乱値 δ は外乱推定値 δ によりキャンセル

$$J \ddot{\theta} + C \dot{\theta} = u \quad \cdots (23)$$

が求められる。それにより、外乱値 δ の影響が除去され、更に慣性 J や非線形項 C は公称値としての推定値 J

$$u = J^* \ddot{\theta}_d - G_V e' - G_P e + C^* \dot{\theta}_d \quad \cdots (24)$$

ここで、 G_V ：微分ゲイン

G_P ：比例ゲイン

$$J^* \ddot{e} + G_V e' + G_P e = 0 \quad \cdots (25)$$

と表現できる。従って、誤差 e は必ず漸近安定となり、0の値に収束する。尚、同様の構成としては、上記スライディングモード制御系によって負荷イナーシャの変動を抑制するとともに外乱推定オブザーバによって摩擦等の非線形項を補償しようとする構成のサーボ制御系が、例えば特開平2-297603号公報に開示されている。上記開示のサーボ制御系によれば、(8)式に示した切換変数 S とは若干異なる特性の切換変数を用いて、リアプノフ関数 $V (= S^2 / 2)$ の時間微分 V' が負となるように上記スライディングモード制御系の制御入力 v が決定されている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】上記したように、スライディングモード制御系23によれば、理論的には外乱項 D 、非線形項 C や慣性 J の変動の影響を完全に打消すことができ、最適な制御を行うことができる。しかしながら、実際の制御を行うに際して、切換変数 S の符号によってコントローラ（不図示）を切換える必要があり、

$$W \propto \Delta T^2 K_C / J \quad \cdots (26)$$

す項と書き直す。この(16)式で表されるモータシステムは外乱項 D の他にモデル化誤差 ΔJ 、 ΔC の影響も含めて、 δ が外乱値として扱われている。このモータシステムに対して簡単な外乱推定オブザーバを適用すれば、外乱推定値 δ^* は、

ようになる。

に収束して行く。ここで、上記外乱推定値 δ^* を用いてトルク τ を表すと、

式のモータシステムは、

ルされるので、(21)式の右辺第2項は0となり、

δ や C^* に置換えられるので、上記モータシステム2の制御が非常に容易になる。例えば、上記入力 u を、

とすれば、このときの誤差システムは、

アナログ式の制御構成によっては実現することができない。従って、コンピュータ(CPU)等を用いたデジタル式の制御構成により実現されている。そのため、あるサンプリング周期 ΔT 毎に制御が実行される。このように、上記スライディングモード制御系23によれば、切換変数 S によって制御入力 v を不連続に切換えて変化させるため、サンプリング周期 ΔT 毎の制御においてチャタリングと称する微小振動が発生する。上記したように理論的には優れているスライディングモード制御が一般的に普及していないのは、上記したようなチャタリング現象が原因である。上記チャタリングの振動の幅は上記制御入力 v の不連続に変化した変化量やサンプリング周期 ΔT に依存している。いま、上記誤差 e や e' が微小であれば、(9)式の制御則より制御指令値であるトルク τ の不連続な変化分は、(9)式及び(3)式から上記ゲイン K_C となる。従って、上記チャタリングの振動の幅 W は、

となる。従って、上記スライディングモード制御系によるチャタリングを抑制するためには、上記サンプリング周期 ΔT を短くするか、或いは上記制御ゲイン K_C を小さくすることにより実現することができる。しかしながら、サンプリング周期 ΔT は上記CPUの演算速度等に起因して短くするためには限界がある。また、上記制御ゲイン K_C は条件式(12a)式によって規制されており、通常この条件式を満たすために、上記制御ゲイン K_C が補償誤差係数 E_C に対してかなり大きな値に設定されている。

【0008】これは、上記条件式(12a)～(12c)式中の各補償誤差係数 E_C 、 E_D 、 E_V の値が不確かなものであって大まかな値しか得ることができないため、これらの上下限値も大まかな値として設定される。そのため、これらに対応した各制御ゲインを各補償

$$\delta_a = J \cdot \theta'' + C \cdot \dot{\theta} + \tau$$

によって、直接外乱値 δ_a を演算し、この演算された外乱値 δ_a を制御対象2にフィードバックすることが考えられる。なお、(27)式によって演算された外乱値 δ_a と(17)式に示した外乱値 δ とは本質的には同じと考えられるが、実際にはCPU等で演算する際に時間遅れ等を生じるために多少のズレが生じるので、上記(27)式によって演算された外乱値は、上記外乱値 δ とは区別して外乱値 δ_a と記載している。ところで、(27)式から明かなように、上記演算された外乱値 δ_a を直接制御対象2にフィードバックすれば、回転角加速度 θ'' やトルク τ を直接フィードバックすることになり、上記サンプリング制御のように、少しでも遅れ時間が存在するシステムにおいては、システムが逆に不安定化することになる。そのため、上記外乱推定オブザーバは、(20)式のように、(27)式にフィルタ5を作作用させて外乱を推定しており、このフィルタ5によって安定性を保っていた。このような理由で、従来のサーボ制御系では、上記演算された外乱値 δ_a がスライディングモード制御系の演算に用いられることもなかった。従って、本発明の目的は、スライディングモード制御系を用いて制御対象を制御する際に制御のチャタリングを抑制することのできるスライディングモード制御系を用いた制御方法を提供することである。

【0009】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、第1の発明が採用する主たる手段は、その要旨とするところ、制御量の誤差を0に近づけるための制御すべり面に制御対象の制御状態が収束するように、上記制御対象への制御指令値を切換えて出力するスライディングモード制御系を用いた制御方法において、上記制御対象の制御状態を表現するモデルの推定出力 $J \cdot \theta'' + C \cdot \dot{\theta}$ と上記制御指令値 τ とから、上式(27)に従って外乱値 δ_a を演算し、上記演算された外乱値 δ_a に基づいて上記スライディングモード制御系の制御ゲインを決定

誤差係数よりもかなり大きな値に設定しておかないと、上記条件式を満たすことができないのである。そのため上記したようにチャタリングが大きくなるとともに、制御効率も悪くなる。他方、上記外乱推定オブザーバに関しては、(22)式における仮定($\delta' = 0$)が問題となる。上記外乱値 δ は一般に一定ではないため、その時間微分 δ' は0にはならない。そのため、回転角速度 θ' の変化や外乱項Dや非線形項Cの揺らぎ(外乱値 δ の変化に相当する)によって推定誤差を生じてしまう。これは外乱推定オブザーバの(20)式により表現される特性に起因する。即ち、外乱推定値 $\hat{\delta}$ は推定したい外乱値 δ にフィルタ($\omega / (s + \omega)$)を乗じた値である。そのため、信号が鈍り上記外乱値 δ の変化によって推定誤差を生じてしまうことがある。そこで、上記外乱推定オブザーバを用いる代わりに、

$$\dots (27)$$

することを特徴とするスライディングモード制御系を用いた制御方法として構成されている。また、上記目的を達成するために、第2の発明が採用する主たる手段は、その要旨とするところ、制御量の誤差を0に近づけるための制御すべり面に制御対象の制御状態が収束するように、上記制御対象への制御指令値を切換えて出力するスライディングモード制御系を用いた制御方法において、上記制御対象の制御状態を表現するモデルからの推定出力 $J \cdot \theta'' + C \cdot \dot{\theta}$ と上記制御指令値 τ とから、上式(27)に従って外乱値 δ_a を演算し、上記演算された外乱値 δ_a を外乱推定オブザーバに入力して外乱推定値 $\hat{\delta}$ を求め、上記求められた外乱推定値 $\hat{\delta}$ と上記外乱値 δ_a との差に基づいて上記スライディングモード制御系の制御ゲインを決定することを特徴とするスライディングモード制御系を用いた制御方法として構成されている。更に、上記目的を達成するために、第3の発明が採用する主たる手段は、その要旨とするところ、制御量の誤差を0に近づけるための制御すべり面に制御対象の制御状態が収束するように、上記制御対象への制御指令値を切換えて出力するスライディングモード制御系を用いた制御方法において、上記制御対象の制御状態を表現するモデルの推定出力 $J \cdot \theta'' + C \cdot \dot{\theta}$ と上記制御指令値 τ とから、上式(27)に従って外乱値 δ_a を演算し、上記演算された外乱値 δ_a に基づいて上記スライディングモード制御系の制御ゲインを決定するとともに、上記スライディングモード制御系による制御指令値 τ の上記制御対象への出力周期を上記外乱値 δ_a の演算周期よりも短かく設定したことを特徴とするスライディングモード制御系を用いた制御方法として構成されている。そして、上記目的を達成するために、第4の発明が採用する主たる手段は、その要旨とするところ、制御量の誤差を0に近づけるための制御すべり面に制御対象の制御状態が収束するように、上記制御対象への制御指令値を切換えて出力するスライディングモード制御系を用いた制

御方法において、上記制御対象の制御状態を表現するモデルからの推定出力 $J^{\wedge} \theta'' + C^{\wedge}$ と上記制御指令値 τ とから、上式(27)に従って外乱値 δ_a を演算し、上記演算された外乱値 δ_a を外乱推定オブザーバに入力して外乱推定値 δ^{\wedge} を求め、上記求められた外乱推定値 δ^{\wedge} と上記外乱値 δ_a との差に基づいて上記スライディングモード制御系の制御ゲインを決定するとともに、上記スライディングモード制御系による制御指令値 τ の上記制御対象への出力周期を上記外乱推定値 δ^{\wedge} と上記外乱値 δ_a との差の演算周期よりも短かく設定したことを特徴とするスライディングモード制御系を用いた制御方法として構成されている。

【0010】

【作用】上記第1の発明に係るスライディングモード制御系を用いた制御方法においては、まず制御対象の制御状態を表現するモデルの推定出力 $J^{\wedge} \theta'' + C^{\wedge}$ と上記制御指令値 τ とから、上式(27)に従って外乱値 δ_a が演算される。演算遅れがほとんどない外乱値 δ_a を用いることにより、外乱に対するロバスト性を補償しながら、スライディングモード制御系の制御ゲインが満たすべき条件を把握することができる。それによって、上記条件を満たす範囲内で上記制御ゲインを極力小さく設定することができる。その結果、上記制御ゲインに依存する制御のチャタリングを抑制することができる。既述の通り上記外乱値 δ_a は上記制御対象に直接フィードバック

$$\xi = J^{\wedge} \theta_d'' + C^{\wedge} - \delta^{\wedge}$$

として表すことができ、この補償誤差 ξ を用いて制御対象を線形化することにより外乱値を外乱値 δ_a と外乱推定値 δ^{\wedge} との差に置換えることができる。更に、第3の発明に係るスライディングモード制御系を用いた制御方法においては、第1の発明に係る制御方法により制御ゲインが決定されるとともに、スライディングモード制御系による制御指令値 τ の上記制御対象への出力周期が、例えばCPUの演算能力の許す範囲内で上記外乱値 δ_a の演算周期よりも短く設定されている。上記チャタリングの大きさは上記スライディングモード制御系による制御指令値の出力周期に依存しているため、上記チャタリングの大きさは抑制される。そして、上記第4の発明に係るスライディングモード制御系を用いた制御方法においては、上記第2の発明と同様に上記差により上記スライディングモード制御系の制御ゲインが決定されるとともに、スライディングモード制御系による制御指令値 τ の上記制御対象への出力周期が上記差の演算周期よりも短く設定される。それによって、第3の発明と同様にチャタリングの大きさを抑制することができる。

【0011】

【実施例】以下添付図面を参照して、本発明を具体化した実施例につき説明し、本発明の理解に供する。尚、以下の実施例は、本発明を具体化した一例であって、本発明の技術的範囲を限定する性格のものではない。ここ

くするとシステムが不安定化するが、上記外乱値 δ_a を上記制御ゲインの変更に用いても安定性が損なわれない理由は、スライディングモード制御の非線形特性にある。スライディングモード制御において制御器を不連続変化させることによって、制御入力のパワースペクトルは、全周波数帯域に拡散し、結果として一巡伝達関数のゲインを小さく抑えることが可能であり、一巡伝達関数のゲインが小さく抑えられれば、スモールゲイン定理などから安定余裕が拡大し、上記外乱値 δ_a を直接上記制御ゲインの変更に用いても不安定化しないからである。また、上記第2の発明に係るスライディングモード制御系を用いた制御方法においては、上記第1の発明に係る制御方法において演算された外乱値 δ_a が外乱推定オブザーバに入力されて外乱推定値 δ^{\wedge} が求められる。そして、上記外乱値 δ_a と上記求められた外乱推定値 δ^{\wedge} との差が演算される。当然ながら、上記外乱値 δ_a 自体よりも上記差の値の方が小さな値であるので、この差に基づいて上記満足すべき条件を満たす範囲内で得た制御ゲインの値は第1の発明に係る制御ゲインよりも小さなものを得ることができる。従って、上記制御のチャタリングをより抑制することができる。例えば、非線形補償系や外乱推定オブザーバをスライディングモード制御系と組合わせた構成とすることにより、補償誤差係数を小さく抑えるための補償誤差を決定することができる。例えばこの補償入力 ξ は、

$$\dots (28)$$

に、図1は本発明の一実施例に係るスライディングモード制御系を備えたサーボ制御系を示すブロック図、図2は図1のサーボ制御系に非線形補償系を加えた構成のサーボ制御系を示すブロック図、図3は図2のサーボ制御系に外乱推定オブザーバを加えたサーボ制御系の構成を示すブロック図、図4は図1のサーボ制御系に演算・出力周期を換えるためのスイッチを備えたサーボ制御系の構成を示すブロック図、図5は図2のサーボ制御系に演算・出力周期を換えるためのスイッチを備えたサーボ制御系の構成を示すブロック図、図6は図3のサーボ制御系に演算・出力周期を換えるためのスイッチを備えたサーボ制御系の構成を示すブロック図である。但し、図7乃至図9に示した上記従来のサーボ制御系20、21、21aと共通する要素には、同一の符号を使用するとともに、その詳細な説明は省略する。本実施例に係るサーボ制御系1は、図1に示すように、モータシステム2

(制御対象)の制御状態を表現するモデル4からの推定出力 $J^{\wedge} \theta'' + C^{\wedge}$ と、上記モータシステム2からの回転角度 θ 、回転角速度 θ' (それぞれ制御量)とこれらに対応する目標値 θ_d 、 θ_d' との誤差 e 、 e' に基づいてスライディングモード制御系3により演算され上記モータシステム2へ出力されるトルク τ (制御指令値)とから、減算器7により外乱値 δ_a が演算され(即ち、上式(27)に従って外乱値 δ_a が演算され)、上記演

算された外乱値 δ_a に基づいて上記スライディングモード制御系3の制御ゲインを決定するようになっている。詳しくは、例えばロボットのサーボ制御系を考えると、モータシステム2を表す(1)式の非線形項Cは回転角

$$J\ddot{\theta} + b\dot{\theta} + g = \tau + D$$

と表される。また、スライディングモード制御系3の機能を実現するために、制御ゲイン K_C 、 K_D 、 K_V が満たすべき条件式((12_a)~(12_c)式)は、

$$\xi = J\ddot{\theta}_d + b\dot{\theta}_d + g \quad \dots (30)$$

そして、 $C = b\dot{\theta} + g$ であるから、(30)式と

$$E = -\Delta J\ddot{\theta}_d - \Delta b\dot{\theta}_d - \Delta b\dot{e} - \Delta g + D \quad \dots (31)$$

ここで、 $\Delta b (= b - b^{\wedge})$: b のモデル化誤差

速度 θ' に比例する項 $b(\theta', \theta)\theta'$ と回転角速度 θ' に比例しない項 $g(\theta, \theta')$ とに分離することができ、また慣性 J は回転角度 θ と時間 t の関数となり、次式のモータシステムとして、

$$\dots (29)$$

(5)式及び(6)式から補償入力 ξ に依存することが分かる。そこで、(29)式に次式のような補償入力 ξ を与える。

$$\dots (30)$$

(5)式とにより、補償誤差 E は、

$$E = -\Delta J\ddot{\theta}_d - \Delta b\dot{\theta}_d - \Delta b\dot{e} - \Delta g + D \quad \dots (31)$$

が導かれる。また、次の各式から、

$\Delta g (= g - g^{\wedge})$: g のモデル化誤差

$$E_C = -\Delta J\ddot{\theta}_d - \Delta b\dot{\theta}_d - \Delta g + D \quad \dots (32_a)$$

$$E_D = 0 \quad \dots (32_b)$$

$$E_V = -\Delta b \quad \dots (32_c)$$

条件式((12_a)~(12_c)式)は、それぞれ、

$$K_C \geq |-\Delta J\ddot{\theta}_d - \Delta b\dot{\theta}_d - \Delta g + D| \quad \dots (33_a)$$

$$K_D \geq 0 \quad \dots (33_b)$$

$$K_V \geq |(J^{\wedge} + \Delta J)\lambda - \Delta b| \quad \dots (33_c)$$

となる。そして、補償入力 ξ が次式の場合、

$$\xi = J\ddot{\theta}_d + b\dot{\theta}_d + g \quad \dots (34)$$

上記(31)式、(32_a)~(32_c)式と同様に補償誤差 E 等が与えられ、上記条件式((12_a)~(12_c)式)は、

$$K_C \geq |-\Delta J\ddot{\theta}_d - \Delta b\dot{\theta}_d - \Delta g + D| \quad \dots (35_a)$$

$$K_D \geq 0 \quad \dots (35_b)$$

$$K_V \geq |(J^{\wedge} + \Delta J)\lambda - b^{\wedge} - \Delta b| \quad \dots (35_c)$$

となる。上記(33_a)~(33_c)式及び(35_a)~(35_c)式から分かるように、条件式((12_a)~(12_c)式)は目標値 θ_d が定量的に与えられているため、後はモデル化誤差 Δb 、 Δg や外乱値 δ がどれ

くらいであるかが分かれば、上記各制御ゲインを求めることができる。そこで、本実施例では(4)式に示した誤差システムに替えて、次の誤差システムを考えた。

$$J^{\wedge}\ddot{e} = v + E \quad \dots (36)$$

$$E = \xi - J\ddot{\theta}_d - \Delta J\ddot{\theta} - C + D$$

$$= \xi - J\ddot{\theta}_d - C^{\wedge} - \Delta J\ddot{\theta} - \Delta C + D$$

$$= \xi - J\ddot{\theta}_d - C^{\wedge} + \delta \quad \dots (37)$$

ここで、上式(37)における外乱値 δ を、上式(27)から演算可能な δ_a に置き換えれば、上式(37)は、次式(37')のように表すことができる。 $E = \xi - J\ddot{\theta}_d - C^{\wedge} + \delta_a$ $\dots (37')$ 即ち、上式(37)を上式(37')に置き換えれば、上記(36)式及び(37')式から分かるよう

に、補償誤差 E は上記(27)式から演算可能な外乱値 δ_a 及びそれぞれ既知の値 ξ 、 J^{\wedge} 、 C^{\wedge} 、 θ_d により構成されることになり、上記補償誤差 E も演算可能である。また、(36)式の誤差システムに対し(8)式の切変数 S を定義すれば、(10)式の変数 V の時間微分 V' を表す(11)式は、

$$\begin{aligned} V' &= SS' \\ &= S(e'' + \lambda e') \\ &= S(J^{\wedge}\ddot{e} + \lambda J^{\wedge}\dot{e}') / J^{\wedge} \\ &= S(v + E_C + E_D\dot{e} + E_V\dot{e}' + \lambda J^{\wedge}\dot{e}') / J^{\wedge} \\ &= S(-(K_C + K_D|e| + K_V|e'|) \cdot \text{sgn}(S) \\ &\quad + E_C + E_D\dot{e} + E_V\dot{e}' + \lambda J^{\wedge}\dot{e}') / J^{\wedge} \\ &\leq |S|(-(K_C + K_D|e| + K_V|e'|) + |E_C| \\ &\quad + |E_D| \times |e| + |E_V + \lambda J^{\wedge}| \times |e'|) / J^{\wedge} \\ &= |S|((|E_C| - K_C) + |E_D| - K_D)|e| \end{aligned}$$

$$+ (|E_V + \lambda J^{\wedge}| - K_V) |e^{\wedge}| / J^{\wedge} \quad \cdots (38)$$

として表すことができる。そこで、制御ゲインを満たす

$$K_C \geq |E_C|$$

$$K_D \geq |E_D|$$

$$K_V \geq |E_V + \lambda J^{\wedge}|$$

に変換することができる。ここで、上記補償誤差Eは演算可能であってこれにより各補償誤差係数 (E_C , E_D , E_V) も演算可能である。また、誤差eの収束特性を決定する正数 λ 、慣性推定値 J^{\wedge} は既知であった

$$\xi = J^{\wedge} \theta_d^{\wedge} + C^{\wedge}$$

$$= J^{\wedge} \theta_d^{\wedge} + b^{\wedge} \theta' + g^{\wedge}$$

を考えれば、

$$E = \delta_a$$

となる。そこで、上記条件式 ((39a) ~ (39c))

$$K_C \geq |\delta_a|$$

$$K_D \geq 0$$

$$K_V \geq \lambda J^{\wedge}$$

で表される。ここで、上記演算された外乱値 δ_a 、正数 λ 、慣性推定値 J^{\wedge} は既知であるので、上記 ((42a) ~ (42c)) 式の条件式を満たす制御ゲインを正確に求めることができる。既述の通り上記外乱値 δ_a は上記モータシステム2に直接フィードバックするとシステムが不安定化するが、上記外乱値 δ_a を上記制御ゲインの変更に用いても安定性が損なわれない理由は、スライディングモード制御の非線形特性にある。スライディングモード制御において制御器を不連続変化させることによ

$$\xi = 0$$

の場合、補償誤差Eは、

$$E = -J^{\wedge} \theta_d^{\wedge} - C^{\wedge} + \delta$$

$$= -J^{\wedge} \theta_d^{\wedge} - b^{\wedge} \theta' - g^{\wedge} + \delta$$

$$= -J^{\wedge} \theta_d^{\wedge} - b^{\wedge} \theta_d' - b^{\wedge} e' - g^{\wedge} + \delta \quad \cdots (44)$$

となる。そこで、外乱値 δ を上式 (27) に従う δ_a に置き換えれば、

$$K_C \geq |-J^{\wedge} \theta_d^{\wedge} - b^{\wedge} \theta_d' - g^{\wedge} + \delta_a| \quad \cdots (45a)$$

$$K_D \geq 0 \quad \cdots (45b)$$

$$K_V \geq |-b^{\wedge} + \lambda J^{\wedge}| \quad \cdots (45c)$$

或いは、

$$K_C \geq |-J^{\wedge} \theta_d^{\wedge} - b^{\wedge} \theta' - g^{\wedge} + \delta_a| \quad \cdots (46a)$$

$$K_D \geq 0 \quad \cdots (46b)$$

$$K_V \geq \lambda J^{\wedge} \quad \cdots (46c)$$

これらの条件式 ((45a) ~ (45c)) 式または ((46a) ~ (46c)) 式を満たす最小の制御ゲインを演算することも可能である。従って、上記スライディングモード制御系3の制御ゲインを的確に与えることができる。その結果、上記サーボ制御系1、1_a についてスライディングモード制御系3による制御のチャタリングの振動の大きさを十分に抑制することができる。一方、上記各条件式 ((42a) ~ (42c)) 式及び ((46a) ~ (46c)) 式において、回転角加速度の目標値 θ_d^{\wedge} や回転角速度の目標値 θ_d' が例えば0である場合

$$\xi = J^{\wedge} \theta_d^{\wedge} + C^{\wedge} = \delta^{\wedge}$$

べき条件式 ((12a) ~ (12c)) 式は、

$$\cdots (39a)$$

$$\cdots (39b)$$

$$\cdots (39c)$$

め、条件式 ((39a) ~ (39c)) 式を満足させる最小ゲインも演算可能である。例えば、上記したロボットのモータシステムを表す (29) 式について、補償入力 ξ として、

$$\cdots (41)$$

式) は、次の条件式で、

$$\cdots (42a)$$

$$\cdots (42b)$$

$$\cdots (42c)$$

て、制御入力のパワースペクトルは、全周波数帯域に拡散し、結果として一巡伝達関数のゲインを小さく抑えることが可能であり、一巡伝達関数のゲインが小さく抑えられれば、スモールゲイン定理などから安定余裕が拡大し、上記外乱値 δ_a を直接上記制御ゲインの変更に用いても不安定化しないからである。上記外乱値 δ_a を演算するのにはほとんど遅れを伴わないので、外乱に対するロバスト性を補償することが可能となる。また、上記補償入力 ξ として、

$$\cdots (43)$$

でも、上記制御ゲイン K_D 等は g^{\wedge} や外乱値 δ_a によって0にならない。このような場合、上記サーボ制御系1、1_a では、スライディングモード制御系3においてチャタリングを生じる可能性がある。そこで、図3に示すサーボ制御系1_b のように、外乱推定オブザーバとしてのフィルタ5及び減算器8を付加した構成とすることにより、上記補償入力 ξ に対し上記フィルタ5からの外乱推定値 δ^{\wedge} を付加することにする。例えば、(40) 式に替えて、

$$=J^{-1}\ddot{\theta}_d + b^{-1}\dot{\theta}' + g^{-1} - \delta^{-} \quad \cdots (47)$$

を定義する。但し、上記外乱推定値 δ^{-} としては、

$$\delta^{-} = \omega / (s + \omega) \times \delta_a \quad \cdots (48)$$

若しくは、

$$\delta^{-} = \omega^2 / (s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2) \times \delta_a \quad \cdots (49)$$

ここで、 ω 、 ζ ：外乱推定オブザーバの収束ゲイン等が
(42c)式は、

$$K_C \geq |\delta_a - \delta^{-}| \quad \cdots (50a)$$

$$K_D \geq 0 \quad \cdots (50b)$$

$$K_V \geq \lambda J^{-1} \quad \cdots (50c)$$

とすることができる。即ち、上記フィルタ5により求められた外乱推定値 δ^{-} と上記演算された外乱値 δ_a との差に基づいて上記スライディングモード制御系3_bの制御ゲイン K_C が求められる。例えば、上記外乱推定値 δ^{-} が外乱値 δ_a に収束すれば、上記制御ゲイン K_C を0

にすることができる。その結果、スライディングモード制御系3_bによるチャタリングの振動の大きさを抑制することができる。更に、(43)式に上記外乱推定値 δ^{-} を付加すれば、上記条件式(46a)～(46c)式は、

$$K_C \geq |-J^{-1}\ddot{\theta}_d - b^{-1}\dot{\theta}' - g^{-1} + \delta_a - \delta^{-}| \quad \cdots (51a)$$

$$K_D \geq 0 \quad \cdots (51b)$$

$$K_V \geq |-b^{-1} + \lambda J^{-1}| \quad \cdots (51c)$$

或いは、

$$K_C \geq |-J^{-1}\ddot{\theta}_d - b^{-1}\dot{\theta}' - g^{-1} + \delta_a - \delta^{-}| \quad \cdots (52a)$$

$$K_D \geq 0 \quad \cdots (52b)$$

$$K_V \geq \lambda J^{-1} \quad \cdots (52c)$$

となる。従って、上記回転角加速度の目標値 $\ddot{\theta}_d$ や回転角速度の $\dot{\theta}'$ が0になれば、通常 g も0になる。また、上記外乱推定値 δ^{-} が外乱値 δ_a に収束すれば、上記制御ゲイン K_C も0にすることができる。その結果、同様に上記スライディングモード制御系3_bによるチャタリングの振動の大きさを抑制することができる。他方、上記したように補償入力 ξ を計算する場合、この計算に時間を要し、上記サンプリング周期 ΔT を大きくせざるを得ない。そこで、図4乃至図6に示すように、上記サーボ制御系1～1_bにそれぞれ対応したサーボ制御系11～11_bの構成を採用した。即ち、モータシステム2へのトルク τ を構成するスライディングモード制御系3、3_bにより演算された制御入力 v の出力周期と、非線形補償系6、フィルタ5、減算器7、8により演算された補償入力 ξ のそれぞれの出力周期を異ならせるため、上記各サーボ制御系11、11_a、11_bにスイッチ9及びスイッチ10、10_a、10_bを設け、各構成要素からの信号をオンオフさせる構成とした。この場合、特に上記スライディングモード制御系3、3_bからの制御入力 v が速い出力周期で演算・出力され、上記補償出力 ξ が上記制御出力 v と比べてゆっくりした周期で演算・出力される。これにより、CPUの演算能力に制限があっても、上記制御入力 v と補償入力 ξ との相対的な演算・出力周期の差を設けることにより上記CPUの演算能力の制御範囲内でできるだけ短い周期で上記スライディングモード制御系3、3_bの出力切換えを行うことができる。その結果、上記スライディングモード制御系によるチャタリングの振動の大きさを抑制することが

可能となる。

【0012】

【発明の効果】第1の発明は上記したように構成されている。従って、上記モデルからの推定出力 $J^{-1}\ddot{\theta} + C^{-1}$ と制御指令値 τ とから、上式(27)に従って直接外乱値 δ_a を演算することができる。それにより、スライディングモード制御系の制御条件を正確に設定することができ、この制御条件を満たす範囲内で上記スライディングモード制御系の制御ゲインを極力小さくすることができる。その結果、上記制御ゲインの大きさに起因するチャタリングを抑制することができる。しかも、上記外乱値 δ_a の演算にはほとんど遅れを伴わないので、外乱に対するロバスト性を補償することができる。第2の発明は上記したように構成されている。従って、上記求められた外乱推定値を上記外乱値に収束させた場合、上記スライディングモード制御系の制御ゲインを例えば0まで低減化することができる。その結果、上記制御ゲインに起因するチャタリングを防止することが可能となる。第3の発明は上記したように構成されている。従って、上記スライディングモード制御系による制御指令値の上記制御対象への出力周期が、例えばデジタル計算機の演算能力の範囲内でできるだけ短く設定されるので、上記出力周期に起因するチャタリングの振動の大きさを抑制することが可能となる。第4の発明は上記したように構成されている。それにより、第3の発明と同様に上記スライディングモード制御系による制御指令値の制御対象への出力周期ができるかぎり短く設定されるので、これに起因するチャタリングの振動の大きさを抑制すること

が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施例に係るスライディングモード制御系を備えたサーボ制御系を示すブロック図。

【図2】 図1のサーボ制御系に非線形補償系を加えた構成のサーボ制御系を示すブロック図。

【図3】 図2のサーボ制御系に外乱推定オブザーバを加えたサーボ制御系の構成を示すブロック図。

【図4】 図1のサーボ制御系に演算・出力周期を換えるためのスイッチを備えたサーボ制御系の構成を示すブロック図。

【図5】 図2のサーボ制御系に演算・出力周期を換えるためのスイッチを備えたサーボ制御系の構成を示すブロック図。

【図6】 図3のサーボ制御系に演算・出力周期を換えるためのスイッチを備えたサーボ制御系の構成を示すブロック図。

【図7】 本発明の背景の一例となる従来のサーボ制御系の構成を示すブロック図。

【図8】 本発明の背景の別例となる従来のサーボ制御

系の構成を示すブロック図。

【図9】 本発明の背景の更に別例となる従来のサーボ制御系の構成を示すブロック図。

【符号の説明】

1, 1_a, 1_b, 11, 11_a, 11_b, 20, 21,

21_a …サーボ制御系

2…モータシステム（制御対象）

3, 3_b, 23…スライディングモード制御系

4…モデル

5…フィルタ

6…非線形補償系

7…減算器

8…減算器

9…スイッチ

10, 10_a, 10_b …スイッチ

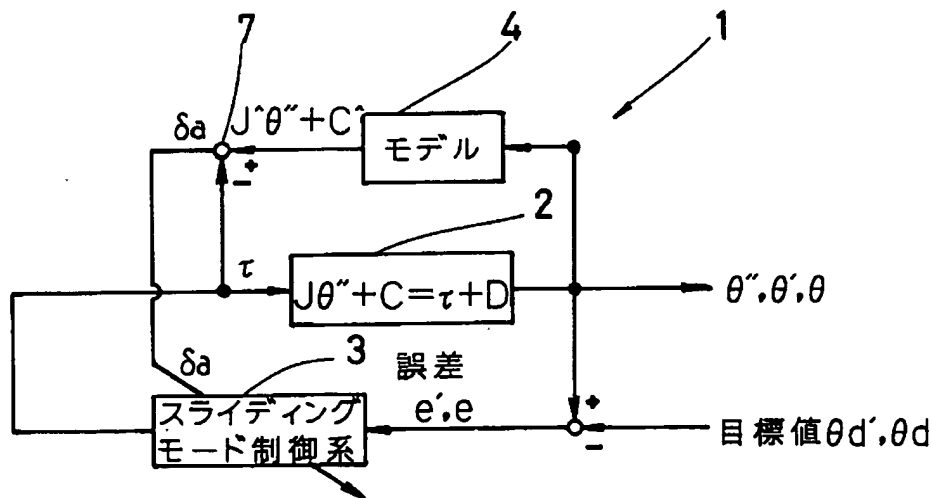
δ …外乱値

$\hat{\delta}$ …外乱推定値

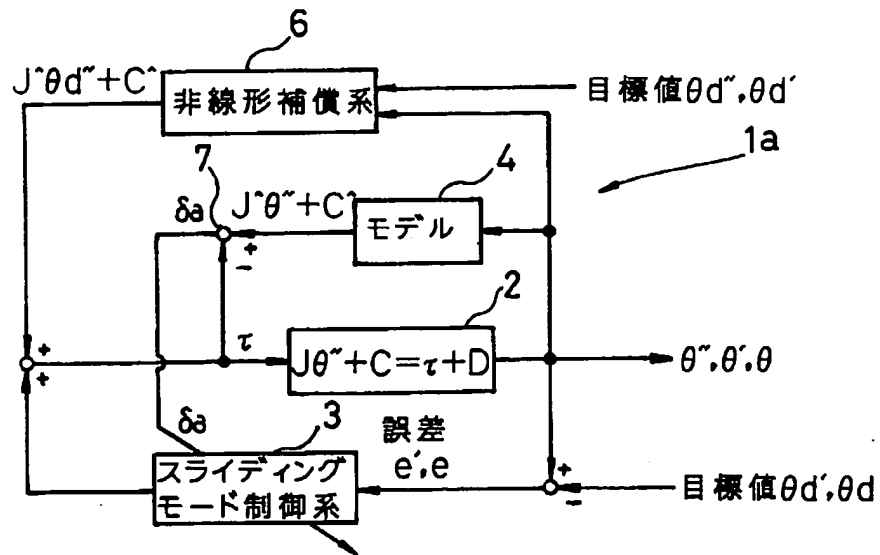
τ …トルク（制御指令値）

e …誤差

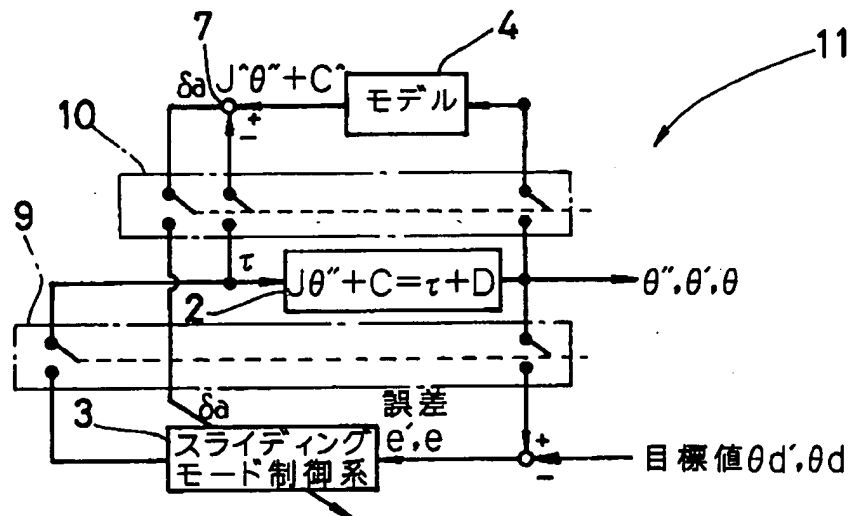
【図1】



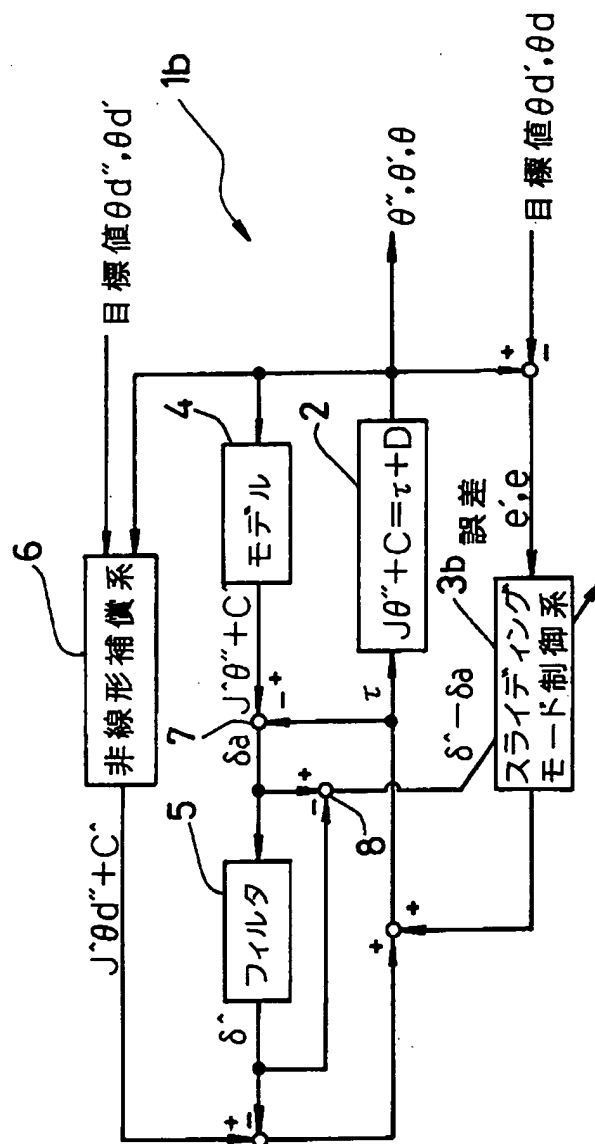
【図2】



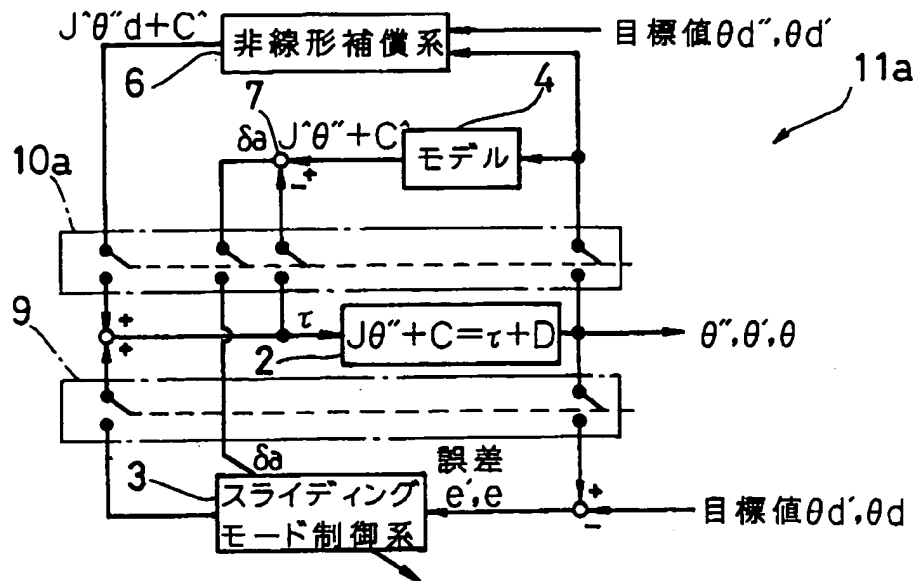
【図4】



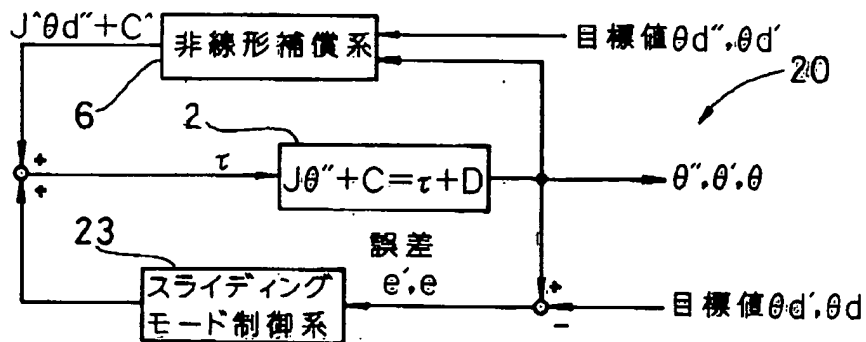
【図3】



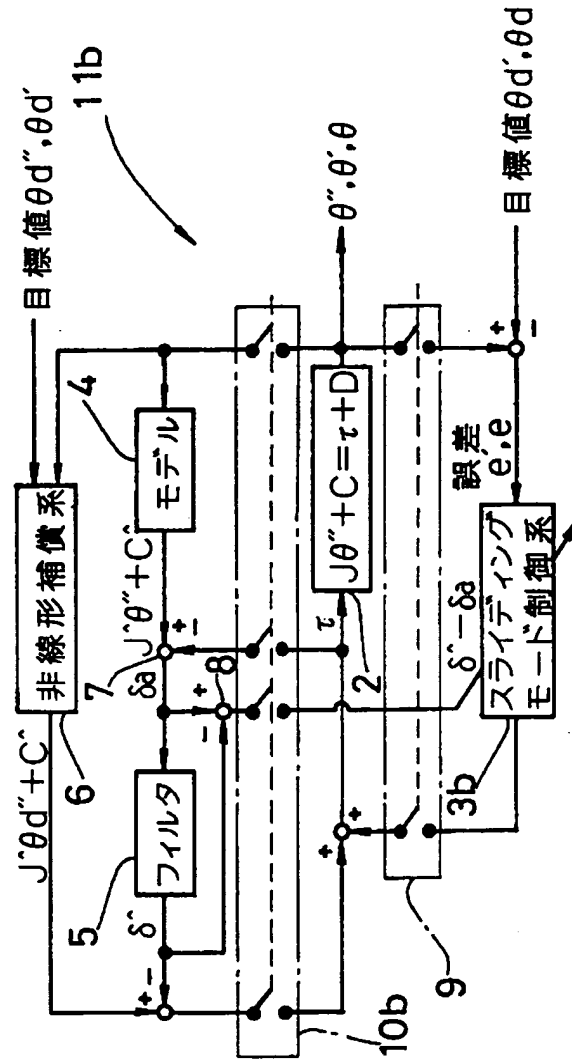
【図5】



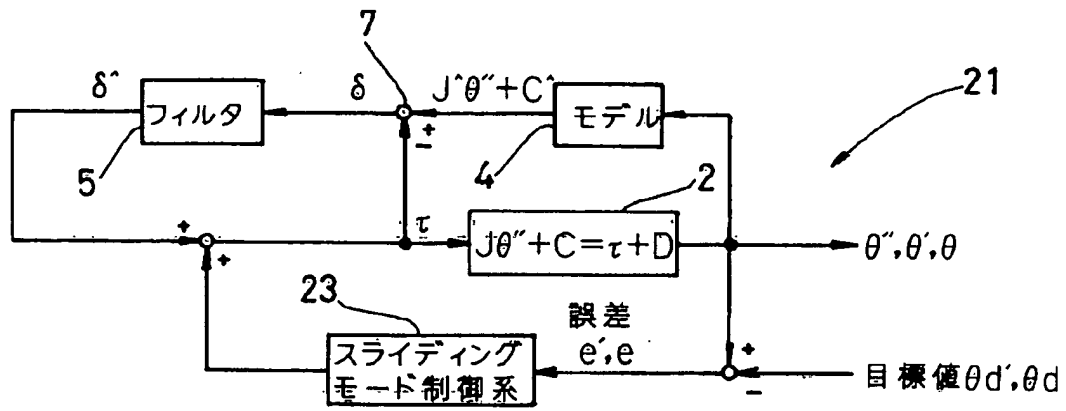
【図7】



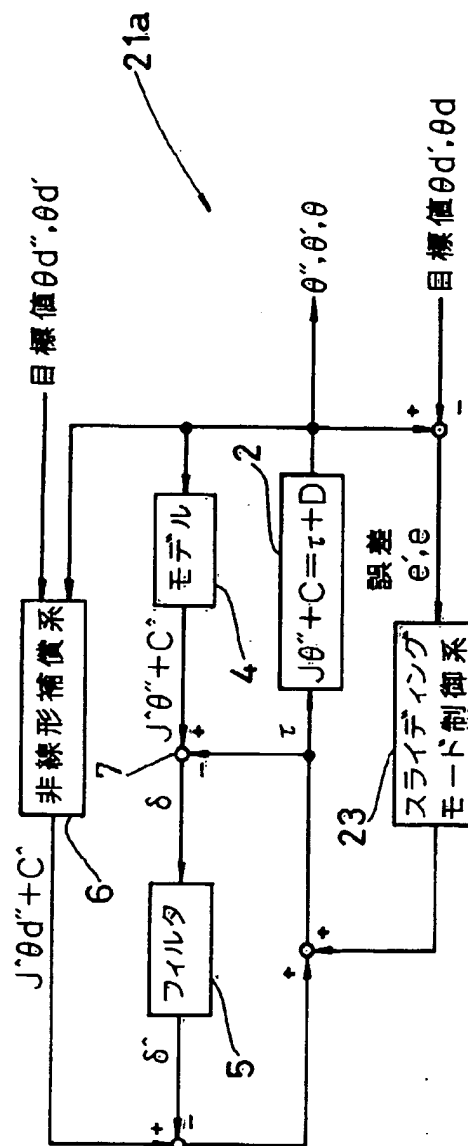
【図6】



【図8】



【図9】



フロントページの続き

(58) 調査した分野 (Int. Cl. ⁷, DB名)

G05B 13/00 - 13/04

J I C S T ファイル (J O I S)